

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2001-136140

(43)Date of publication of application : 18.05.2001

(51)Int.Cl.

H04J 11/00

H04J 1/00

(21)Application number : 11-272020

(71)Applicant : VICTOR CO OF JAPAN LTD

(22)Date of filing : 27.09.1999

(72)Inventor : TAKAOKA KATSUMI

(30)Priority

Priority number : 11239476

Priority date : 26.08.1999

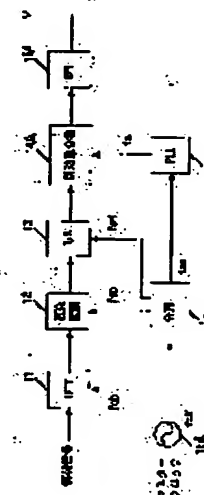
Priority country : JP

(54) MULTI-CARRIER TRANSMISSION RECEPTION SYSTEM

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a multi-carrier transmission system consisting of a plurality of transmission systems and one reception system or more that can obtain a required size of transmission rate while keeping power per bandwidth small.

SOLUTION: The multi-carrier transmission reception system is provided with an N-point IFFT means 11 that converts a signal applied to a frequency sequence into orthogonal time sequence signals, a means 12 that applies orthogonal modulation to a symbol signal sequence being the N-point time sequence signals, a digital/analog conversion means 13 that converts a digital time sequence signal into an analog signal, and a frequency conversion means 14 that converts the analog time sequence signal into a transmission band frequency. In the case of assigning the information signal to the IFFT means, a signal is intermittently applied onto the frequency sequence at M points at a prescribed interval, the information signal is used for one channel, the signal intermittently applied at a prescribed interval at M points similarly to a idle band is used for other channel and then the transmission of M channels is attained.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-136140

(P2001-136140A)

(43) 公開日 平成13年5月18日 (2001.5.18)

(51) IntCl⁷

識別記号

F I

テーマコード(参考)

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z 5 K 0 2 2

1/00

1/00

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 14 頁)

(21) 出願番号 特願平11-272020
(22) 出願日 平成11年9月27日 (1999.9.27)
(31) 優先権主張番号 特願平11-239476
(32) 優先日 平成11年8月26日 (1999.8.26)
(33) 優先権主張国 日本 (J P)

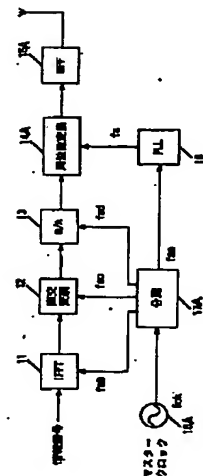
(71) 出願人 000004329
日本ビクター株式会社
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番
地
(72) 発明者 高岡 勝美
神奈川県横浜市神奈川区守屋町3丁目12番
地 日本ビクター株式会社内
Fターム(参考) 5K022 AA10 AA16 AA24 AA26 DD00
DD01 DD13 DD19 DD23 DD33

(54) 【発明の名称】 マルチキャリア伝送受信システム

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 複数の送信システムと1台以上の受信システムとで構成されるマルチキャリア伝送システムであって、帯域当りの電力を小さく保持しつつ必要とする大きな伝送レートを得る。

【解決手段】 周波数系列上に印加された信号を直交する時系列の信号に変換するNポイントのIFFT手段11と、Nポイントの時系列信号であるシンボル信号列を直交変調する手段12と、デジタル信号の時系列信号をアナログ信号に変換するD/A変換手段13と、アナログ時系列信号を、伝送帯域周波数へ変換する周波数変換手段14とを備え、IFFT手段への情報信号の割り当てには、周波数系列上Mポイント一定間隔で間欠的に信号を印加するものであり、情報信号を1つのチャンネルとし、空いた帯域に同様にMポイント一定間隔で間欠的に印加する信号を他のチャンネルとしてMチャンネルの送信を可能とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 Mチャンネルの情報信号の伝送を可能とするマルチキャリア伝送送信システムにおいて、周波数系列上に印加された信号を直交する時系列の信号に変換するNポイントのIFFT手段と、前記IFFT手段により得られるNポイントの時系列信号であるシンボル信号列を直交変調する直交変調手段と、前記直交変調手段より出力されるデジタル信号の時系列信号をアナログ信号に変換するD/A変換手段と、前記D/A変換手段からのアナログ時系列信号を、伝送帯域周波数へ変換する周波数変換手段とを備え、前記IFFT手段への情報信号の割り当てには、周波数系列上Mポイント一定間隔で間欠的に信号を印加するものであり、前記情報信号を1つのチャンネルとし、間欠的に印加され空いた帯域に同様にMポイント一定間隔で間欠的に印加する信号を他のチャンネルとしてMチャンネルの送信を可能とすることを特徴とするマルチキャリア伝送送信システム。

【請求項2】 請求項1に記載されたマルチキャリア伝送送信システムからの送信信号を受信するマルチキャリア伝送受信システムにおいて、時系列の直交するマルチキャリア信号を伝送帯域から中間周波数にダウンコンバートを行う周波数変換手段と、前記周波数変換手段で用いる周波数を、シンボル時間相当のシンボル周波数 f_{sym} の単位で、制御可能なPLL手段と、前記周波数変換手段より得られるアナログ時系列の信号をデジタルに変換するA/D変換手段と、前記A/D変換手段より得られるデジタルの時系列信号を直交復調する直交復調手段と、前記直交復調手段より出力される前記Nポイントのシンボル信号列をM分割して加算を行う分割加算手段と、前記分割加算手段より得られるN/Mポイントの時系列信号を、周波数系列に変換するためのN/MポイントのFFT手段とを備え、前記マルチキャリア伝送送信システムから間欠的に配置され送信される直交マルチキャリア信号であるチャンネル信号を復調することを特徴とするマルチキャリア伝送受信システム。

【請求項3】 請求項2または請求項10に記載されたマルチキャリア伝送受信システムにおいて、前記分割加算手段または前記信号抽出手段に供給されるサンプリングクロック f_{sb} と前記FFT手段に供給されるサンプリングクロック f_{sa} は、 $f_{sb} = M \times f_{sa}$ の関係を有するものであって、前記分割加算手段または前記信号抽出手段が前記Nポイントのシンボル信号列を入力する前記シンボル時間と、前記FFT手段が前記N/Mポイントの時系列信号を入力する時間が等しいことを特徴とするマルチキャリア伝

送受信システム。

【請求項4】 請求項2に記載されたマルチキャリア伝送受信システムにおいて、

前記周波数変換手段で使用する周波数について、前記周波数変換手段で用いられる基準キャリアを f_a としたとき、

$f_a + r \times f_{sym}$ (r は0 ~ $M-1$ までの整数) で表せる、異なる周波数を用いて周波数変換を行うことで、所望チャンネルの信号を常に所定の周波数にダウンコンバートすること特徴とするマルチキャリア伝送受信システム。

【請求項5】 請求項2に記載されたマルチキャリア伝送受信システムにおいて、

前記周波数変換手段で使用する周波数について、前記周波数変換手段で用いられる基準キャリアを f_a としたとき、 $f_a + r \times f_{sym}$ (r は0 ~ $M-1$ までの整数) で表せる、異なる周波数を用いて周波数変換を行うことで、所望チャンネルの信号を常に所定の周波数にダウンコンバートするようにし、

前記分割加算手段に供給されるサンプリングクロック f_{sb} と前記FFT手段に供給されるサンプリングクロック f_{sa} は、 $f_{sb} = M \times f_{sa}$ の関係を有し、前記分割加算手段が前記Nポイントのシンボル信号列を入力する前記シンボル時間と、前記FFT手段が前記N/Mポイントの時系列信号を入力する時間が等しいようにしたことを特徴とするマルチキャリア伝送受信システム。

【請求項6】 請求項1に記載されたマルチキャリア伝送送信システムを複数で構成し、

前記マルチキャリア伝送送信システム夫々から、所定のチャンネルを使用して情報を送信するものとし、そのとき、夫々の前記マルチキャリア伝送送信システムの、前記Nポイントのシンボル信号列を、送出するタイミングを合わせて送信するシンボル同期手段を備え、

請求項2に記載のマルチキャリア伝送受信システムを1台もしくはそれ以上で構成し、所望のチャンネルを復調することを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項7】 請求項6に記載されたマルチキャリア伝送システムにおいて、

前記シンボル同期手段について、前記マルチキャリア伝送受信システムから、シンボル同期用信号を、前記マルチキャリア伝送送信システム全てに向けて送信し、前記マルチキャリア伝送送信システムでは、前記シンボル同期用信号を基に、送出するタイミングを合わせて前記シンボル信号列を送信することを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項8】 請求項6に記載されたマルチキャリア伝送システムにおいて、

前記シンボル同期手段は、シンボル同期用信号を、前記マルチキャリア伝送送信システムの特定の1台から、他の前記マルチキャリア伝送送信システムに向けて送信し、

前記シンボル同期用信号を基に、送出するタイミングを合わせて前記シンボル信号列を送信することを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【請求項9】マルチキャリア伝送受信システムにおいて、

周波数系列上に印加された信号を直交する時系列の信号に変換するNポイントのIFFT手段と、

前記IFFT手段への情報信号の割当ては、周波数系列上Mポイント一定間隔で間欠的に信号を印加するものであり、前記IFFT手段により得られるNポイントの時系列信号であるシンボル信号列を直交変調する直交変調手段と、

前記直交変調手段により出力されるデジタル信号の時系列信号をアナログに変換するD/A変換手段と、

前記D/A変換手段からのアナログ時系列信号を、伝送帯域周波数へ変換する周波数変換手段とを備えることを特徴とするマルチキャリア伝送受信システム。

【請求項10】請求項9に記載されたマルチキャリア伝送受信システムより伝送される信号を受信するマルチキャリア伝送受信システムであって、

時系列の直交するマルチキャリア信号を伝送帯域から中間周波数にダウンコンバートを行う周波数変換手段と、

前記周波数変換手段により得られるアナログ時系列の信号をデジタルに変換するA/D変換手段と、

前記A/D変換手段より得られるデジタルの時系列信号を直交復調する直交復調手段と、

前記直交復調手段より出力される前記Nポイントのシンボル信号列のうち、任意の位置より、N/Mポイントの信号列を抽出する信号抽出手段と、

前記信号抽出手段より得られるN/Mポイントの時系列信号を、周波数系列に変換するN/MポイントのFFT手段とを備え、

前記マルチキャリア伝送受信システムから間欠的に配置され送信される直交マルチキャリア信号を復調することを特徴とするマルチキャリア伝送受信システム。

【請求項11】請求項9に記載のマルチキャリア伝送受信システムと請求項3に記載のマルチキャリア伝送受信システムとで構成されることを特徴とするマルチキャリア伝送システム。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、複数の送信システムと1台以上の受信システムとで構成されるマルチキャリア伝送システムに係り、複数の送信システムが所定の帯域を有して、複数の直交するキャリアを用いて情報を伝送する方式に関する。

【0002】

【従来の技術】マルチキャリア伝送方式として、OFDM方式が注目を集めている。OFDM方式は、直交する複数のキャリアを用いてデジタル情報を伝送する、周波

数分割多重のデジタル変調方式であり、マルチパスに強く、他の伝送系に妨害を与えにくく、妨害を受けにくい、周波数利用効率が比較的高いなどの特徴を有しており、近年、移動体デジタル音声放送やデジタルテレビ放送に適した変調方式として実用化が進められている。複数のキャリアは送信側において逆フーリエ変換を行うIFFT回路を用いて生成することが出来、受信においてはフーリエ変換を行うFFT回路により搬送波を分離することが出来る。このFFT回路の実装化技術の進歩によりOFDM伝送方式が現実のものになりつつある。

【0003】複数の送信システムと1台以上の受信システムとで構成されるOFDM伝送方式を用いたマルチキャリア伝送システムの従来例を図10に示す。図10では3チャンネル構成を例に挙げる。送信システムでは各チャンネルの信号を、IFFT回路11、31、41に周波数割り当てを行い、逆フーリエ変換を行う。逆フーリエ変換されて出力された時系列の信号について直交変調回路12、32、42において、直交変調を行い、OFDM信号を生成する。

【0004】そのOFDM信号を周波数変換回路14A、34、44によって周波数変換を行い、所望の帯域へアップコンバートし伝送する。このとき、各チャンネルは所定の伝送帯域51、52、53を有し、周波数変換回路14A、34、44によって行われる周波数変換の際の周波数はf1、f2、f3となっており、いずれのチャンネルも重なることなく伝送帯域に変換される。

【0005】図10の受信システムでは、受信された信号を周波数変換回路54、55、56によって、周波数f1、f2、f3を用いて中間周波数にダウンコンバートを行う。そして、スイッチ57によって所望するチャンネルを選択し、直交復調回路22により直交変換を行い、復調後の信号をFFT回路24へ時系列割り当てを行った後、フーリエ変換を行い、周波数系列の情報信号を得る。

【0006】図13にOFDM伝送を用いた、マルチキャリア伝送受信システムの従来例を示す。図13に示したマルチキャリア送信システムにおいて、情報信号をIFFT回路11に周波数割り当てを行い、逆フーリエ変換を行う。逆フーリエ変換されて出力された時系列の信号について直交変調回路12において、直交変調を行い、OFDM信号を生成する。

【0007】そのOFDM信号を周波数変換回路14Aによって中心周波数f1の周波数変換を行い、所望の帯域へアップコンバートして伝送する。周波数変換により伝送帯域にアップコンバートされた情報信号は伝送帯域(中心周波数f1)51のような矩形のスペクトラムを有して伝送される。

【0008】図13に示したマルチキャリア受信システムでは、受信された信号を周波数変換回路54によって、周波数f1を用いて中間周波数にダウンコンバート

を行う。そして、直交復調回路22により直交変換を行い、復調後の信号をFFT回路24へ供給して時系列割り当てを行った後、フーリエ変換を行い、周波数系列の情報信号を得る。

【0009】

【発明が解決しようとする課題】送信システムが複数存在するマルチキャリア伝送システムを想定した場合、各送信システムは、チャンネルとして割り当てられた所定の帯域を対象として変調を行い、所望の伝送帯域に信号をのせ伝送を行う。その為、一般に複数の帯域の信号を伝送するためには、帯域毎の個別の変調回路を用いて行うことになり、コスト的に不利になる。また、所定の帯域をチャンネル毎に割り当てるが、伝送帯域中において、特定周波数へ妨害が生じた場合、ある特定チャンネルへダメージが大きくなるということも起こり得る。

【0010】無線技術や無線機器の発達に伴い、使用出来る周波数帯域も制限され、極度の周波数不足を招くと同時に、無線機器が他の機器に与える影響も問題となってきた。よって、周波数の使いまわしが可能な、比較的ローカルなエリアでの伝送システム、つまり、他の機器へ与える干渉が小さく出来るような微弱電波を用いた伝送システムは有意である。

【0011】しかし、微弱無線伝送を想定した場合、伝送帯域内において、伝送するキャリアをチャンネル毎にまとめて配置した場合、各チャンネルについて所定帯域内の送信電力が集中してしまい、微弱無線電波の規定を満足するために送信電力を抑える必要があり、所望する伝送距離を満たすことが出来なくなる。そこで、本発明では、伝送信号を広帯域に分散して伝送する方式を提案する。しかし、その場合には、OFDM伝送における信号処理に対する負担がかなり大きくなってしまふ。つまり、FFTのポイント数が非常に大きくなり、なんらかの処理軽減が必要となる。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は、上記の課題を解決するために、マルチキャリア伝送システムにおいて、周波数系列上に印加された信号を直交する時系列の信号に変換するためのNポイントのIFFT手段と、IFFT手段により得られるNポイントの時系列信号であるシンボル信号列を直交変調する直交変調手段と、直交変調手段により出力されるデジタル信号の時系列信号をアナログに変換するD/A変換手段と、D/A変換手段からのアナログ時系列信号を、伝送帯域周波数へ変換する周波数変換手段とを備えるものであって、IFFT手段への情報信号の割り当てには、周波数系列上Mポイント一定間隔で間欠的に信号を印加するものであり、その情報信号を1つのチャンネルとし、間欠的に印加された帯域に同様にMポイント一定間隔で間欠的に印加する信号を他のチャンネルとしてMチャンネル構成を可能とすることを特徴とするマルチキャリア伝送システム

を提供する。

【0013】上記のチャンネル構成をとる、マルチキャリア伝送システムを用いて各チャンネルの送信を行うものとし、そのとき、マルチキャリア伝送システムに対するマルチキャリア伝送受信システムにおいて、時系列の直交するマルチキャリア信号を伝送帯域から中間周波数にダウンコンバートを行う、周波数変換手段と、周波数変換手段で用いる周波数を、シンボル時間相当のシンボル周波数 f_{sym} の単位で、制御出来るPLL手段と、周波数変換手段により得られるアナログ時系列の信号をデジタルに変換するA/D変換手段と、A/D変換手段より得られるデジタルの時系列信号を直交復調する直交復調手段と、直交復調手段より出力される前記Nポイントのシンボル信号列をM分割して加算を行う分割加算手段と、分割加算手段より得られるN/Mポイントの時系列信号を、周波数系列に変換するためのN/MポイントのFFT手段を備え、マルチキャリア伝送システムから間欠的に配置され送信される直交マルチキャリア信号であるチャンネル信号を復調することとを特徴とする、マルチキャリア伝送受信システムを提供する。

【0014】さらに、上記のマルチキャリア伝送システムを複数で構成するものであって、それぞれのマルチキャリア伝送システムから、所定のチャンネルを使用して情報を送信するものとし、そのとき、それぞれのマルチキャリア伝送システムの、シンボル信号列を、送出するタイミングを合わせて送信するシンボル同期手段を備え、上記のマルチキャリア伝送受信システムを1台もしくはそれ以上で構成し、所望のチャンネルを復調することとを特徴とするマルチキャリア伝送システムを提供する。

【0015】(作用)送信システムのIFFT手段において情報信号を間欠的に印加する為、生成された直交マルチキャリア信号は間欠的に配置される。その信号を一つのチャンネルとする。他の送信システムにおいては、空いた帯域に同様に間欠的に配置する信号を他のチャンネルとして、複数のチャンネルを構成する。よって複数の送信機においてIFFT手段への割り当てを除く回路を共通に出来る。つまりコスト的に優れる。受信システムにおいて、Nポイントのシンボル信号列をM分割して加算する分割加算処理を行うことで、Mポイントおきのキャリアを抽出して、N/Mポイントのシンボル信号列を生成出来る。これによりFFTの処理を軽減出来る。伝送帯域内において、間欠的にチャンネルの信号を配置するため、特定の帯域に周波数妨害があっても、特定のチャンネルのみ致命的な劣化を起こすことがなく、複数のチャンネルに劣化が分散され緩和される。

【0016】複数の送信システムと1台の受信システムでシステムを構成した場合、シンボル同期手段により複数の送信システムからのシンボル信号列送信のタイミングを合わせるが、送信システムの設置場所によっては受

信システムに到達するまでの距離が異なり、シンボル間干渉を引き起こすが、ガードインターバルを設けることで、その等価的なマルチパスを吸収することが出来る。所定帯域内における帯域幅内送信電力を所定値に抑さえ、微弱無線電波のように制限される既定値を守りつつ、希望する伝送レートの信号を所定の距離伝送することが出来る。

【0017】

【発明の実施の形態】（請求項1に相当）本発明のマルチキャリア伝送送信システムの一実施例について図1を用いて以下に説明する。図10の従来例の送信システムと同一構成要素には同一番号を付してある。図10の従来例に対し、図1の実施例では、構成するチャンネルの信号帯域を所定の帯域に区切って伝送するのではなく、間欠的に信号を配置し、伝送帯域内に各チャンネルの信号を分散させて、変調を行う。

【0018】図1の送信システムにおいて、入力される情報信号をIFFT回路11に、周波数割り当てを行いNポイントの逆フーリエ変換を行う。このとき、Nポイントにおいて、基底周波数、 $0, M, 2M, 3M, \dots, pM$ （ただし、Mはチャンネル数、pはN/M未満の整数）に一定間隔で間欠的に情報信号の割り当てを行う。このように割り当てた信号をチャンネル1とする。このチャンネル1に対し逆フーリエ変換を行った信号は図3に示すように直交するN/M波のキャリアがMポイント間隔で配置された状態となる。

【0019】また、周波数割り当てにおいて、基底周波数、 $1, M+1, 2M+1, 3M+1, \dots, pM+1$ （ただしpはN/M未満の整数）に一定間隔で間欠的に情報信号を割り当てた状態をチャンネル2とし、同様に、基底周波数、 $2, M+2, 2M+2, 3M+2, \dots, pM+2$ （ただしpはN/Mの整数）に一定間隔で間欠的に情報信号を割り当てた状態をチャンネル3とする。

【0020】このように、各チャンネルの情報信号を一定間隔で間欠的に、しかも、他のチャンネルと重なることなく、IFFTへの割り当てを行う。このとき、Mポイント間隔で割り当てること、Mチャンネルのチャンネル構成を実現出来る。IFFT回路11により変換され出力される時系列のシンボル信号列を、分周回路17Aから与えられるサンプリングクロックf_{sb}の一定速度で連続して、直交変調回路12に送る。

【0021】IFFT回路11により出力されたNポイントのシンボル信号列を、直交変調回路12により、直交変調を行う。直交変調回路12では、分周回路17から与えられるサンプリングクロックf_{sc}の速度で直交変調を行い、変調信号列を出力する。直交変調は、位相が90°異なるcos波とsin波を、IFFT回路11より出力される直交する2つのシンボル信号列にそれぞれ乗算して、その2系列を加算することにより行われる。

【0022】例としては、cos波、sin波の代表的な4点のサンプリング点(1, 0, -1, 0)を、1サンプル点に対し

て乗算して、4Nポイントのシンボル信号列を生成する。そのため、サンプリングクロックf_{sc}は、サンプリングクロックf_{sb}の4倍の速度となる。この直交変調により、伝送信号は、f_{sc}/4を中心周波数とする中間周波数にアップコンバートされる。もちろん、このデジタル直交変調における直交波のサンプリング点、乗算する周期はシステム設計上適したパラメータとしてよい。

【0023】直交変調回路12より出力された変調信号列を、D/A変換回路13により、デジタル信号からアナログ信号に変換する。D/A変換回路13に入力されるサンプリングクロックf_{sd}は、通常、直交変調回路12に入力されるサンプリングクロックf_{sc}と同一のクロックが入力される。

【0024】D/A変換回路13により、アナログ信号に変換された時系列信号を、周波数変換回路14Aにより、周波数変換を行い、伝送周波数帯域にアップコンバートを行う。周波数変換に用いられる周波数f_aは、PLL回路18によって与えられるものであり、PLL回路18では、分周回路17Aにより与えられるクロックf_sを基準に、周波数変換に用いられる周波数f_aを生成する。

【0025】周波数変換回路14Aにより、周波数f_aで周波数変換された信号は、中間周波数がf_{sc}/4であったならば、中心周波数をf_a+f_{sc}/4とする伝送周波数帯域にアップコンバートされる。アップコンバートされた信号は、BPF15Aにより帯域制限を行い、送信される。それぞれの回路に供給されるサンプリングクロックf_{sb}, f_{sc}, f_{sd}, f_{se}は、分周回路17Aに与えられる、マスタークロック発生器16Aのマスタークロックf_{ck}を分周して生成する。

【0026】IFFT回路11においてMポイント間隔で間欠的に信号を配置することでMチャンネルの構成が可能であり、このときM台の送信システムを用いて各チャンネル信号の伝送を考える。各チャンネルの信号についてIFFT回路11に印加する基底周波数をずらしたことにより、周波数変換回路14Aに使用する周波数f_aを共通に出来、その周波数を用いて各チャンネルの信号を伝送帯域にアップコンバートすることが出来る。このとき伝送帯域上、各チャンネルの信号は、間欠的に、かつ重なることなく入れ子状に配置された状態となる。

【0027】この周波数配置の様子を図4に示す。図4においてはM=8としたときの例をあげている。図4(a)は、8台の送信システムにより送信される各チャンネルの伝送信号を示している。共通の周波数f_aを用いて周波数変換を行うことで、中間周波数がf_{sc}/4であるとき、中心周波数をf_a+f_{sc}/4として、各チャンネルの信号は1キャリア分ずれた周波数に配置される。

【0028】そして、伝送帯域においては、これら8台の送信システムのチャンネル信号は、図4(b)に示されるように、中心周波数をf_a+f_{sc}/4として、直交するキャ

リアが隙間なく配置された状態で伝送されることになる。

【0029】(請求項2に相当)図1のマルチキャリア伝送受信システムに対するマルチキャリア伝送受信システムについて、図2を用いて以下に説明する。図10の従来例の受信システムと同一構成要素には同一番号を付してある。図10の従来例に対し、図2の実施例では、構成するチャンネルの信号帯域を所定の帯域に区切って伝送するのではなく、伝送帯域内に間欠的に配置された各チャンネルの信号の復調を行う。

【0030】受信システムにおいて、アンテナを介して受信された信号を、BPF15Bによって、帯域制限を行い、周波数変換回路14Bへ出力する。この周波数変換回路14Bでは、周波数変換を行い、送信システムと同一の中間周波数帯へダウンコンバートを行う。

【0031】周波数変換に用いられる周波数 f_{cl} は、PLL回路25によって与えられるものであり、PLL回路25では、分周回路17Bにより与えられるクロック f_{se} を基に、 f_c を生成するものである。このとき、PLL回路25は、送信システムにおけるシンボル信号列の出力時間であるシンボル時間相当のシンボル周波数 f_{sym} の単位で、制御出来るものである。シンボル周波数 f_{sym} は、IFFT回路11により、出力される1シンボル期間の逆数であり、次式で表される。

【0032】

$$f_{sym} = f_{sb}/N \quad (1)$$

【0033】よって、周波数変換に用いる f_{cl} は、送信システムの周波数変換回路14Aにおける周波数 f_a を用いて、次式で表される。ただし、 r は0~ $M-1$ までの整数とする。

【0034】

$$f_c = f_a + r \times f_{sym} \quad (2)$$

【0035】周波数変換回路14Bにより、周波数 f_c で周波数変換された信号は、中心周波数を $f_{sc}/4$ とする中間周波数帯域にダウンコンバートされる。

【0036】このとき、送信システムでは、図4に示すように中間周波数 $f_{sc}/4$ に対してチャンネル毎に、1キャリアずつシフトした状態であるが、 r の値を選択することで、所望するチャンネル信号を、図5に示すように、中間周波数 $f_{sc}/4$ に合わせることが出来る。例えば、 $r=2$ として、(2)式で表せる周波数を用いて周波数変換を行うことで、チャンネル3の信号を、図5のようにダウンコンバートすることが出来る。

【0037】周波数変換された時系列のアナログ信号を、A/D変換回路21において、デジタル信号へ変換を行う。このときのサンプリングクロックは、送信システムに対するものとし、中間周波数が $f_{sc}/4$ であるならば、 f_{sc} でサンプリングを行い、1シンボル期間あたり4 N ポイントのデジタル信号列を出力する。

【0038】デジタル信号に変換されたシンボル信号

を、サンプリングクロック f_{sc} で直交復調回路22に入力し、直交復調を行う。直交復調回路22においても、送信システムに対応させて、周波数 $f_{sc}/4$ の \cos 波と \sin 波をそれぞれ乗算することにより、直交する2系列の時系列信号であるベースバンド信号が得られる。

【0039】実際の処理では、シンボル信号列の各ポイントに、 \cos 波、 \sin 波の代表的なサンプリングポイント(1, 0, -1, 0)を順次乗算した後、積分を行い、1シンボル期間に N ポイントのシンボル信号列を出力する。直交復調回路22により出力された N ポイントのシンボル信号列を、サンプリングクロック f_{sc} の $1/4$ の速度 f_{sb} で分割加算回路23に取りこみ、分割加算処理を行う。

【0040】図6に示すように、この分割加算処理は、入力されたシンボル信号列を M 分割して、和を取るものである。図6では $M=8$ の時を示す。この処理によりシンボル信号列は N/M ポイントの信号列に変換され出力される。

【0041】分割加算回路23により出力される N/M ポイントの信号列を、サンプリングクロック f_{sa} でFFT回路24に入力を行い、 N/M ポイントのフーリエ変換を行う。FFT回路24によりフーリエ変換された N/M ポイントの周波数系列の情報信号が出力される。

【0042】分割加算回路23によるシンボル信号のスペクトルの様子を図7に示す。図7(a)は分割加算回路23に入力されるシンボル信号列のスペクトルを示しており、ベースバンド上に M キャリア間隔で間欠的に配置されたチャンネル信号が存在する。この信号列を分割加算回路23により M 分割して和をとると、基底周波数0, $M, 2M, 3M \dots pm$ (ただし p は N/M 未満の整数)の成分は、 $1/8$ 倍の周期0, 1, 2, 3... p に変換され、図7(b)のように、本来間欠に配置された N/M 波のキャリアが隙間なく連続して配置される。

【0043】図8を用いて分散加算処理によるキャリアの様子を具体的に説明する。この図は $M=8$ の時を示す。分割加算回路23に入力されるシンボル信号列は N ポイントで、クロック f_{sb} でサンプリングされる。このシンボル信号列をスペクトルで見ると、図8(a)のように表され、キャリアの占有帯域を f_{cw1} 、キャリア間隔を f_{cs1} とすると、それぞれ次式で表される。

【0044】

$$f_{cw1} = 2f_{sb}/N \quad (3)$$

$$f_{cs1} = Mf_{sb}/N \quad (4)$$

【0045】つぎに、分割加算回路23により、分割加算処理を行い、 N/M ポイントの信号列に変換し、これをFFT回路24において、クロック f_{sa} でサンプリングを行う。このときのシンボル信号列をスペクトルで見ると、図8(b)のように表され、キャリアの占有帯域を f_{cw2} 、キャリア間隔を f_{cs2} とすると、それぞれ次式で表される。

【0046】

$$fcw2 = 2Mfsa/N \quad (5)$$

$$fcs2 = Mfsa/N \quad (6)$$

【0047】ここで、分割加算回路23のサンプリングクロックfsbと、FFT回路34のサンプリングクロックfsaが次式の関係を有するとき(請求項3に相当)

【0048】

$$fsa \times M = fsb \quad (7)$$

【0049】つまり、この式は分割加算回路23がNポイントのシンボル信号列を入力するシンボル時間とFFT回路24がN/Mポイントのシンボル信号列を入力する時間が等しいことを示すものであり、この(7)式を(3)式に代入すると、下記の(8)が成立し、また、(7)式を(4)式に代入すると、下記の(9)が成立する。

【0050】

$$fcw1 = fcw2 \quad (8)$$

$$fcs1 = M \times fcs2 \quad (9)$$

【0051】すなわち、これは、分割加算回路23及びFFT回路24に入力されるシンボル信号列において、キャリアの占有帯域が等しく、分割加算回路23により、キャリアの間隔が1/Mに収縮する。

【0052】このとき、分割加算回路23により、基底周波数0, M, 2M, 3M...pm(ただしpはN/M未満の整数)を抽出することが出来るが、図7(a)で示される点線に相当するチャンネル以外の信号については、この分割加算処理により相殺され、信号成分はなくなるので問題はない。

【0053】また、サンプリングクロックが(7)式の関係にあるとき、分割加算回路23、FFT回路24の信号列の流れは、一定速度で連続的であるが、(7)式の関係を満たさず、不連続で一定速度でないときや、出力速度を任意にする場合には、分割加算回路23の前段もしくは後段にバッファを備えて構成すればよい(図示せず)。

【0054】(請求項6, 7, 8に相当)前記したように、受信システムにおいて複数のチャンネルを受信するには、各送信システムにおいて、伝送信号の送信の際に、つぎの条件を満たす必要がある。第1に、各送信システムから単位時間当たりに送出されるシンボル信号列それぞれの長さは、等しくなければならない。

【0055】つまり、シンボルレートを一定に保持する必要がある、各送信システムのシンボル周波数fsymは同じでなければならない。シンボル周波数fsymが同じでないと、受信システムにおいて、各チャンネルのFFTウィンドウの長さが異なるために正しくフーリエ変換を行うことが出来なくなる。

【0056】第2に、それぞれのマルチキャリア送信伝送システムのIFFT回路11におけるNポイントのシンボル信号列を送出するタイミングを合わせて送信する必要がある。

【0057】各送信システムから送信されるシンボル信号列のタイミングが一致していないと、それらの受信システムにおいて、FFTを行うためのウィンドウを切り出した際に、シンボル信号列のつなぎ目が、そのウィンドウ内に存在することになり、シンボル間干渉を引き起こし、劣化を招くことになる。

【0058】そのために、本願発明はシンボル同期手段を備えるようにした。複数送信システム間のシンボル同期を取る方法については、例えば、マルチキャリア伝送受信システムから、シンボル同期用信号を、全てのマルチキャリア伝送送信システムに向けて送信し、マルチキャリア伝送送信システムでは、シンボル同期用信号を基に、送出するタイミングを合わせてシンボル信号列を送信する方法や、マルチキャリア伝送送信システムの特定制の一台から、シンボル同期用信号を他のマルチキャリア伝送送信システムに向けて送信し、マルチキャリア伝送送信システムにおいて、シンボル同期用信号を基に、送出するタイミングを合わせてシンボル信号列を送信する方法が考えられる。

【0059】図9に後者の方法による実施例を示す。チャンネル1の信号を送信するマルチキャリア伝送送信システム10内にシンボル同期信号発生装置20を備え、その発生装置20から送信システム間のシンボル信号列の送信タイミングを合わせる信号を、他のマルチキャリア伝送送信システム30, 40に向けて送信すると共に、IFFT回路11にもその信号を送る。

【0060】マルチキャリア伝送送信システム30, 40ではそのシンボル同期用信号を受け取り、それぞれのIFFT回路31, 41に送る。全てのマルチキャリア伝送送信システム10, 30, 40において、そのシンボル同期信号を基にタイミングを合わせ、IFFT回路11, 31, 41によりシンボル信号列を生成することでシンボル信号列送信のタイミングを合わせることが出来る。

【0061】なお、シンボル同期信号をIFFT回路11, 31, 41に送り生成のタイミングを合わせるのではなく、IFFTよりも後段にバッファを設け、そのバッファからのシンボル信号列の出力のタイミングを合わせてもよい。シンボル同期信号発生装置から送信するシンボル同期信号は、無線、有線どちらでもよい。

【0062】シンボル同期については、送信システムだけでなく、実際は受信システムにおいても必要となる。これは、受信システムのFFT回路24においてFFTウィンドウを切り出すポイントを決定する時に必要となる。従って、シンボル同期信号発生装置20からのシンボル同期信号を受信システムで受け取りシンボル同期を行ってもよい。

【0063】また、シンボル同期手段により複数の送信システムからのシンボル信号列のタイミングを合わせるが、送信システムの設置個所によっては受信システムに

到達するまでの距離が異なり、シンボル信号列の到着時間に差が生ずる。

【0064】しかし、本来OFDM伝送方式はシンボル信号に加えてガードインターバルと呼ばれる期間を設けることでマルチパスに対処出来る方式であるので、本発明においても、複数の送信システムから受信システム距離の差も考慮したガードインターバルを設けることで、その等価的なマルチパスを吸収することが出来る。

【0065】各チャンネルに対して、伝送帯域内において一定期間で間欠的に信号を配置することで、送信電波のエネルギー集中をなくすことが出来る。つまり、これは微弱電波に適したチャンネル構成となっている。これは、本発明の信号を微弱電波として伝送することを想定した場合、微弱電波としての法規定等を守りつつ、広帯域な伝送帯域を用いて大きな情報量の信号を伝送することが出来る。

【0066】本発明のマルチキャリア伝送送信システムの他の実施例（請求項9に相当）について、以下に図1と共に説明する。図13の従来例の送信システムと同一構成要素には同一番号を付してある。図13の従来例の所定の伝送帯域内に連続的に信号を配置して伝送を行うものであるのに対し、図1の実施例のものでは、所定の伝送帯域内に間欠的に信号を配置して、伝送を行うものである。

【0067】図1に示される本発明のマルチキャリア送信システムの実施例は、IFFT回路11、直交変調回路12、D/A変換回路13、周波数変換回路14A、BPF15A、マスタークロック発生回路16A、分周回路17A、及びPLL回路18Aより構成されている。

【0068】図1のマルチキャリア送信システムにおいて、入力される情報信号をIFFT回路11に、周波数割り当てを行いNポイントの逆フーリエ変換をサンプリングクロックfsbで行う。IFFT手段11への情報信号の割り当ては、周波数系列上Mポイント一定間隔で間欠的に信号を印加する。よって、Nポイントにおいて、基底周波数、0, M, 2M, 3M...pM（ただしpはN/M未満の整数）に一定間隔で間欠的に情報信号の割り当てを行う。このように割り当てられた情報信号に対しIFFT回路11によって逆フーリエ変換を行った信号は、直交するN/M波のキャリアが間欠的に配置された状態となる。

【0069】IFFT回路11により変換され出力される時系列のシンボル信号列を、分周回路17Aから与えられるサンプリングクロックfsbの一定速度で連続して、直交変調回路12に送る。IFFT回路11により出力されたNポイントのシンボル信号列を、直交変調回路12により、直交変調を行う。

【0070】直交変調回路12では、分周回路17Aから与えられるサンプリングクロックfscの速度で直交変

調を行い、変調信号列を出力する。直交変調は、位相が90°異なるcos波とsin波を、IFFT回路11より出力される直交する2つのシンボル信号列にそれぞれ乗算して、その2系列を加算することにより行われる。

【0071】例としては、cos波、sin波の代表的な4点のサンプリング点(1, 0, -1, 0)を、1サンプル点に対して乗算して、4×Nポイントのシンボル信号列を生成する。そのため、サンプリングクロックfscは、サンプリングクロックfsbの4倍の速度となる。

【0072】この直交変調により、伝送信号は、fsc/4を中心周波数とする中間周波数にアップコンバートされる。もちろん、このデジタル直交変調における直交波のサンプリング点、乗算する周期はシステム設計上適したパラメータでよい。

【0073】直交変調回路12より出力された変調信号列を、D/A変換回路13により、デジタル信号からアナログ信号に変換する。D/A変換回路13に入力されるサンプリングクロックfsdは、通常、直交変調回路12に入力されるサンプリングクロックfscと同一のクロックが入力される。

【0074】D/A変換回路13により、アナログ信号に変換された時系列信号を、周波数変換回路14Aにより、周波数変換を行い、伝送周波数帯域にアップコンバートを行う。周波数変換に用いられる周波数fcは、PLL回路18Aによって与えられるものであり、PLL回路18Aでは、分周回路17Aにより与えられるクロックfseを基に、周波数fcを生成する。

【0075】周波数変換回路14Aにより、周波数fcで周波数変換された信号は、中間周波数がfsc/4であったならば、中心周波数をfc+fsc/4とする伝送周波数帯域にアップコンバートされる。アップコンバートされた信号は、BPF15Aにより帯域制限を行い、アンテナを介して送信される。

【0076】それぞれの送信各回路に供給されるサンプリングクロックfsb, fsc, fsd, fseは、分周回路17Aに与えられるマスタークロック発生回路16Aのマスタークロックfckを分周してそれぞれ生成するものである。

【0077】つぎに、上記で説明した図1のマルチキャリア伝送送信システム（請求項9に相当）に対する、マルチキャリア伝送受信システム（請求項10に相当）について、以下に図11と共に説明する。図13の従来例の受信システムと同一構成要素には同一番号を付してある。

【0078】図13の従来例の連続して配置され伝送された信号の復調に対し、図11の実施例は、所定の伝送帯域内に間欠的に配置され伝送された信号の復調を行うものである。

【0079】図11に示される本発明のマルチキャリア受信システムの実施例は、BPF15B、周波数変換回路14B、マスタークロック発生回路16B、分周回路

17B、PLL回路18B、A/D変換回路21、直交復調回路22、信号抽出回路23C、及びFFT回路24より構成されている。

【0080】マルチキャリア受信システムにおいて、アンテナを介して受信された信号を、BPF15Bによって、帯域制限を行い、周波数変換回路14Bへと出力する。周波数変換回路14Bでは、周波数変換を行い、送信システムと同一の中間周波数帯へとダウンコンバートを行う。周波数変換に用いられる周波数 f_c は、PLL回路18Bによって与えられるものであり、PLL回路18Bでは、分周回路17Bにより与えられるクロック f_{sc} を基に、 f_c を生成するものである。

【0081】周波数変換回路14Bにより、周波数 f_c で周波数変換された信号は、中心周波数を $f_{sc}/4$ とする中間周波数帯域にダウンコンバートされる。周波数変換された時系列のアナログ信号を、A/D変換回路21において、デジタル信号へ変換を行う。このときのサンプリングクロック f_{sd} は、送信システムに対するものとし、中間周波数が $f_{sc}/4$ であるならば、 f_{sc} でサンプリングを行い、1シンボル期間あたり $4 \times N$ ポイントのデジタル信号列を出力する。

【0082】デジタル信号に変換されたシンボル信号を、サンプリングクロック f_{sc} で直交復調回路22に入力し、直交復調を行う。直交復調回路22においても、送信システムに対応させて、周波数 $f_{sc}/4$ の \cos 波と \sin 波をそれぞれ乗算することにより、直交する2系列の時系列信号であるベースバンド信号が得られる。実際の処理では、シンボル信号列の各ポイントに、 \cos 波、 \sin 波の代表的なサンプリングポイント(1, 0, -1, 0)を順次乗算した後、積分を行い、1シンボル期間にNポイントのシンボル信号列を出力する。

【0083】直交復調回路22により出力されたNポイントのシンボル信号列をスペクトル

$$\begin{aligned} f_{cw1} &= 2 \times f_{sb}/N \\ f_{cs1} &= M \times f_{sb}/N \end{aligned} \quad \begin{aligned} (11) \\ (12) \end{aligned}$$

【0089】つぎに、信号抽出回路23により、信号抽出処理を行い、N/Mポイントの信号列を抽出し、これをつぎのFFT回路24において、クロック f_{sa} でサンプリングを行う。このときのシンボル信号列をスペクトル

$$\begin{aligned} f_{cw2} &= 2M \times f_{sa}/N \\ f_{cs2} &= M \times f_{sa}/N \end{aligned} \quad \begin{aligned} (13) \\ (14) \end{aligned}$$

【0091】ここで、信号抽出回路23のサンプリングクロック f_{sb} と、FFT回路24のサンプリングクロック

$$f_{sa} \times M = f_{sb} \quad (15)$$

【0093】つまり、この式は信号抽出回路23がNポイントのシンボル信号列を入力するシンボル時間とFFT回路24がN/Mポイントのシンボル信号列を入力する時間が等しいことを示すものであり、この(15)式を(11)式に代入すると、

$$f_{cw1} = f_{cw2} \quad (16)$$

ントのシンボル信号列を、サンプリングクロック f_{sc} の1/4の速度のサンプリングクロック f_{sb} で信号抽出回路23に取り込み、信号抽出処理を行う。

【0084】この信号抽出処理は、図12に示されるように、入力されたNポイントのシンボル信号列において、任意の位置からN/Mポイントの信号列を抽出するものである。信号抽出回路23により出力されるN/Mポイントの信号列を、サンプリングクロック f_{sa} でFFT回路24に入力を行い、N/Mポイントのフーリエ変換を行う。

【0085】FFT回路24によりフーリエ変換されたN/Mポイントの周波数系列の情報信号が出力される。信号抽出回路23によるシンボル信号のスペクトルの様子を図7に示す。図7(a)は信号抽出回路23に入力されるシンボル信号列のスペクトルを示しており、図中、太線で示されるように、ベースバンド上にMキャリア間隔で間欠的に配置された情報信号が存在する。

【0086】この信号列を信号抽出回路23Cにより、Nポイントシンボル信号列の任意の位置からN/Mポイントを抽出すると、基底周波数 $0, M, 2M, 3M, \dots, pM$ (ただし p はN/M未満の整数)の成分は、1/8倍の周期 $0, 1, 2, 3, \dots, p$ に変換され、図7(b)に示されるように、本来間欠に配置されたN/M波のキャリアが、隙間なく連続して配置される。

【0087】図8を用いて以下に具体的に説明する。この図は $M=8$ の場合を示す。信号抽出回路23に入力されるシンボル信号列はNポイントで、クロック f_{sb} でサンプリングされる。このシンボル信号列をスペクトルで見ると、図8(a)のように表され、キャリアの占有帯域を f_{cw1} 、キャリア間隔を f_{cs1} とすると、それぞれ次式(11)、(12)で表される。

$$\begin{aligned} f_{cw1} &= 2 \times f_{sb}/N \\ f_{cs1} &= M \times f_{sb}/N \end{aligned} \quad \begin{aligned} (11) \\ (12) \end{aligned}$$

ルで見ると、図8(b)のように表され、キャリアの占有帯域を f_{cw2} 、キャリア間隔を f_{cs2} とすると、それぞれ次式(13)、(14)で表される。

$$\begin{aligned} f_{cw2} &= 2M \times f_{sa}/N \\ f_{cs2} &= M \times f_{sa}/N \end{aligned} \quad \begin{aligned} (13) \\ (14) \end{aligned}$$

ク f_{sa} が次式(15)の関係を有するとき

$$f_{sa} \times M = f_{sb} \quad (15)$$

【0095】が成立し、また、(15)式を(12)式に代入すると、次式(17)が成立する。

$$f_{cs1} = M \times f_{cs2} \quad (17)$$

【0097】これは、信号抽出回路23及びFFT回路24に入力されるシンボル信号列において、キャリアの占有帯域が等しく、信号抽出回路23により、キャリア

の間隔が $1/M$ に収縮することを意味する。

【0098】このことは、つまり、信号抽出回路23により、送信側において基底周波数 $0, M, 2M, 3M \dots pM$ に割り当てられた信号のみを抽出することが可能であることを意味する。また、サンプリングクロックが(15)式の関係にあるとき、信号抽出回路23、FFT回路24の信号列の流れは、一定速度で連続的であるが、(15)式の関係を満たさず、不連続で一定速度でないときや、出力速度を任意にする場合には、信号抽出回路23の前段もしくは後段にバッファ(図示せず)を備えて構成してもよい。

【0099】信号抽出回路23において、Nポイントの信号列のうち、N/Mポイントの信号列の抽出は、任意の位置から実施して構わない。このことにより、本来OFDM伝送においては、シンボル同期は高い精度を要求するものであるが、本発明ではシンボル信号列の任意の位置から一部分を抽出して用いるため、ある程度、抽出位置にマージンを取ることで、シンボル同期に対する要求精度を低く設定出来る。

【0100】また、OFDM伝送では、ガードインターバルという冗長な信号列を、シンボル信号列毎に付加することにより、マルチパス波によるシンボル間干渉を避けることが出来る。これについても、N/Mポイント抽出においてシンボル信号列の先頭から十分なマージンを取ることで、ガードインターバルそのものを付加しなくてもシンボル間干渉を回避することが出来る。

【0101】情報信号を、伝送帯域内において一定間隔で間欠的に信号を配置することで、送信電波のエネルギー集中をなくすことが出来る。つまり、これは微弱電波に適したチャンネル構成となっている。これにより、本発明の信号を微弱電波として伝送することを想定した場合、微弱電波としての規定を守りつつ、広帯域な伝送帯域を用いて大きな情報量の信号を伝送することが出来る。

【0102】

【発明の効果】以上説明したように本発明は、本発明は、受信システムにおいて、中間周波数へダウンコンバートする際の周波数変換において、シンボル周波数間隔で異なる周波数を用いて変換を行い、また、直交復調後のNポイントのシンボル信号列をM分割して加算して、N/Mポイントの信号列を生成することにより、任意の位置のMポイント間隔のキャリアのみを抽出することが出来、所望のチャンネル信号のみを抽出することが出来る。

【0103】従来はNポイントのFFTを行う必要があったが、分割加算手段により出力されるシンボル信号列はN/Mポイントであるため、N/MポイントのFFTを行えばよく、FFT部の演算量を軽減することが出来、コスト削減につながる。

【0104】複数のチャンネルに劣化が分散され、特定

のチャンネルのみ復号不可能となる致命的劣化を生ずる可能性が減少する。所定帯域内での電力エネルギーを小さく設定出来るため、他の機器に与える干渉を小さく出来、微弱電波として適した構成となっている。

【0105】帯域当たりの電力を小さく保持しつつ、必要とする大きな伝送レートのデジタル信号を伝送することが可能となる。

【0106】また、請求項9乃至11に記載の発明は、信号抽出手段において、抽出されるN/Mポイントの信号列は、Nポイントのシンボル信号列の任意の位置で構わないので、受信でのシンボル同期に対する要求精度を低く出来、回路規模縮小に繋がる。

【0107】また、一般のOFDM伝送においては、シンボル信号列毎にガードインターバルという冗長な信号列を付加することで、マルチパス耐性を高くしているが、本発明は、シンボル信号列の先頭から、十分なマージンを見込んだ位置よりN/Mポイントの信号列を抽出することで、このガードインターバルを付加しなくてもマルチパスによるシンボル間干渉を回避することが出来るため、情報伝送レートを高くすることが出来る。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のマルチキャリア伝送送信システムの一実施例を示した図である。

【図2】本発明のマルチキャリア伝送受信システムの一実施例を示した図である。

【図3】本発明のIFFTにおける情報信号の割り当てを示した図である。

【図4】本発明の送信システムを複数使用して伝送を行う時のスペクトルを示した図である。

【図5】所望チャンネルの周波数変換後のスペクトルを示した図である。

【図6】本発明の分割加算処理を示した図である。

【図7】本発明の分割加算処理及び信号抽出処理によるキャリアの集中を示した図である。

【図8】本発明の分散加算処理及び信号抽出処理によるキャリアの様子を具体的に説明した図である。

【図9】本発明の送信システムを複数用いて伝送を行う時のシンボル同期信号発生装置を示した図である。

【図10】従来の複数の送信システムによるチャンネル構成を取る伝送システムを示した図である。

【図11】本発明のマルチキャリア伝送受信システムの他の実施例のブロック構成を示した図である。

【図12】本発明の信号抽出処理法を示した図である。

【図13】従来のOFDM送信システムによるチャンネル構成を取る伝送システムを示した図である。

【符号の説明】

10, 30, 40 マルチキャリア伝送送信システム
11, 31, 41 IFFT回路
12, 32, 42 直交変調回路
13, 33, 43 D/A変換回路

14A, 14B, 34, 44, 54, 55, 56 周波数変換回路

15A, 15B, 35, 45 BPF

16A, 16B マスタークロック発生器

17A, 17B 分周回路

18, 18B, 25 PLL回路

20 シンボル同期信号発生装置

21 A/D変換回路

22 直交復調回路

23 分周加算回路

23C 信号抽出回路

24 FFT回路

51 チャンネル1のスペクトル

52 チャンネル2のスペクトル

53 チャンネル3のスペクトル

57 スイッチ

M キャリア間隔

N シンボル信号列数、ポイント数

fc 周波数変換に用いられる周波数

fck マスタークロック

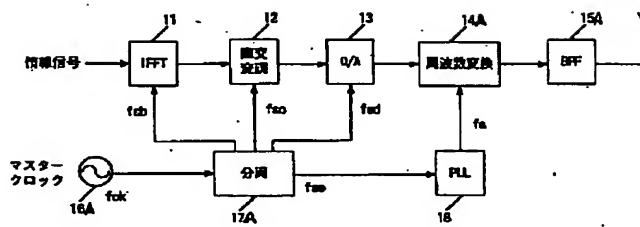
fcs1, fcs2 キャリア間隔

fcw1, fcw2 1キャリアの占有帯域

fsa, fsb, fsc, fsd, fse サンプルングクロック

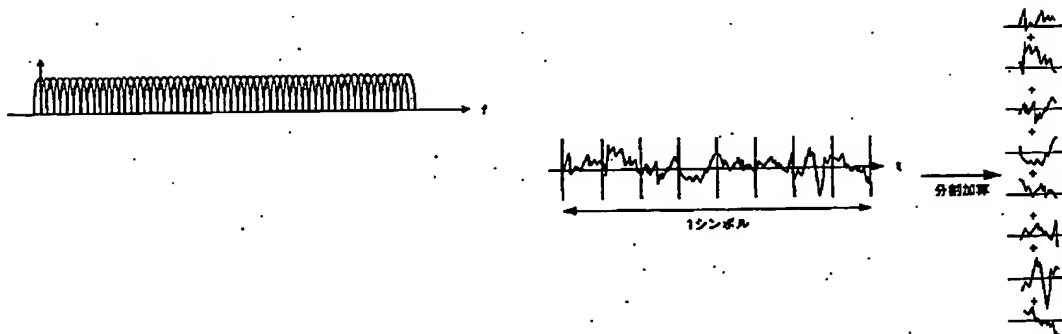
【図1】

【図5】

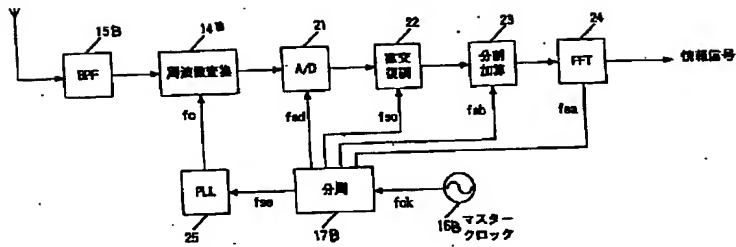


【図3】

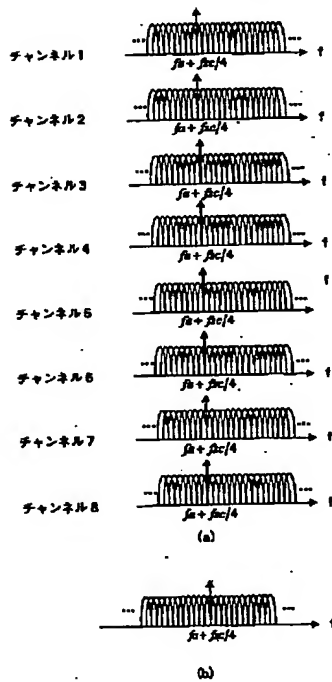
【図6】



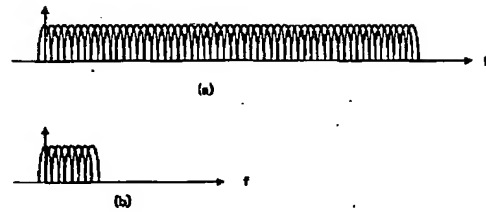
【図 2】



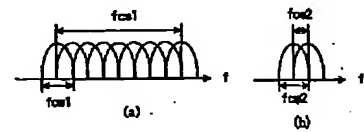
【図 4】



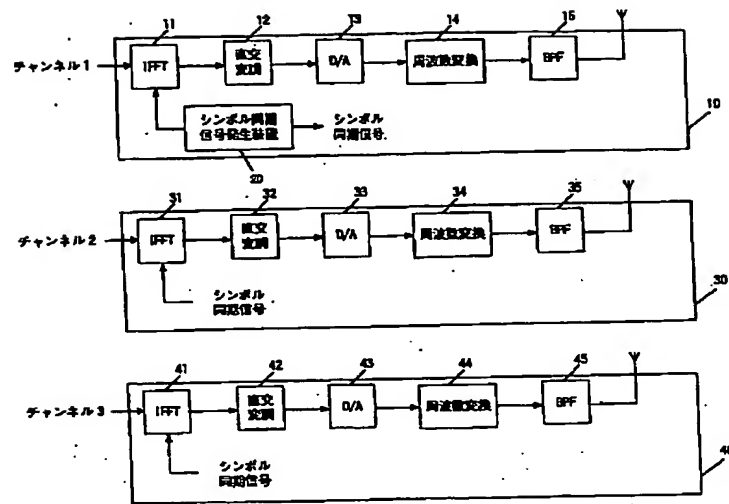
【図 7】



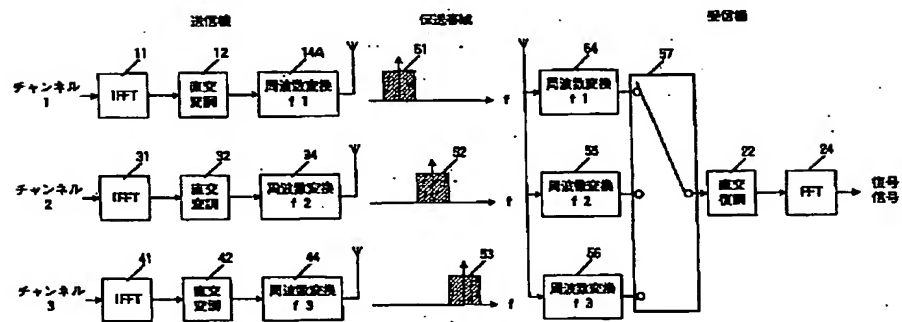
【図 8】



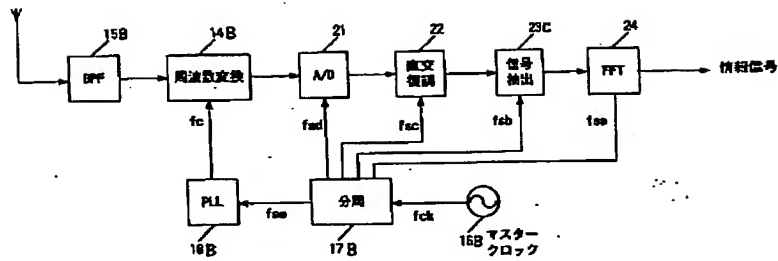
【図9】



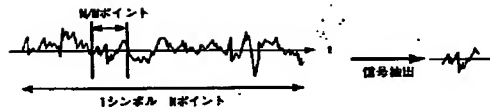
【図10】



【図 1 1】



【図 1 2】



【図 1 3】

